Retour au menu

La diode

1 – La diode : un dipôle non linéaire

1.1 – Diode idéale

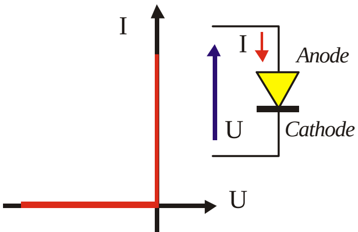


Fig. 1

C'est un dipôle électrique unidirectionnel dont les bornes sont l'anode (A) et la cathode (K).
En **polarisation directe** c'est-à-dire si $U_A > U_K$ la résistance de la diode est nulle. Elle se comporte alors comme un interrupteur fermé.
En **polarisation inverse** ($U_A < U_K$), on a : **R = ¥**. La diode est équivalente à un interrupteur ouvert.
Une diode idéale ne dissipe donc aucune puissance.

1.2 – Diode réelle à semi-conducteur

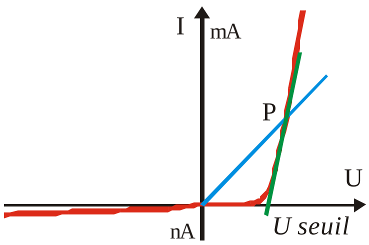


Fig. 2

L'anode est la zone P d'une jonction P-N. La zone de type N est la cathode. En polarisation inverse, le courant inverse est très faible mais il croît rapidement avec la température de la jonction.
En polarisation directe, au-delà de la tension de seuil ($V_S \approx 0{,}6$ V pour le silicium), la diode est conductrice. On peut définir en chaque point P de la caractéristique une résistance statique (trait bleu) : $R_S = V/I$ et une résistance dynamique (trait vert) : $r_D = dV/dI$.

Au-delà de la tension de seuil, la résistance dynamique est sensiblement constante.

1.3 – Association de diodes

❒ – *En série* : la caractéristique du dipôle équivalent s'obtient graphiquement en considérant que la tension aux bornes de l'ensemble est la somme des tensions aux bornes des deux diodes. (Fig. 3)

On peut aussi utiliser cette construction pour étudier l'association d'une diode avec un autre dipôle passif comme par exemple une résistance pure.

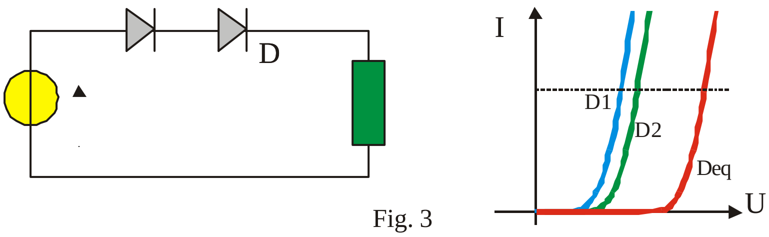


Fig. 3

❒ – *En parallèle* : on peut utiliser une construction analogue en considérant cette fois qu'il y a additivité des courants dans les deux dipôles. L'association en parallèle des deux diodes ne présente aucun intérêt pratique car tout le courant traverse la diode dont la tension de seuil est la plus faible.

1.4 – Point de fonctionnement d'une diode

On utilise la **droite de charge** du générateur. L'intersection de cette droite avec la caractéristique de la diode donne le point de fonctionnement.

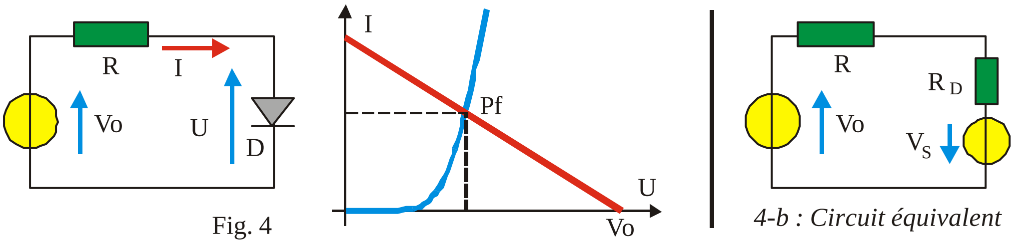


Fig. 4

$$V_0 - R.I = V_{AK} = U$$

1.5 – Modélisation des diodes réelles

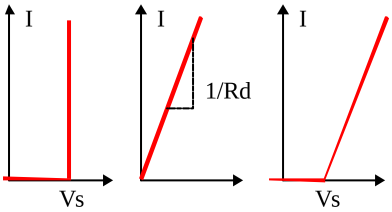


Fig. 5

Plusieurs modèles sont utilisables pour les diodes à jonction P-N. Dans tous ces modèles on suppose la résistance dynamique de la diode constante et égale à R_D.

On peut prendre $R_D = 0$ et $V_S \neq 0$, $R_D \neq 0$ et $V_S = 0$, $R_D \neq 0$ et $V_S \neq 0$. (Voir fig. 4-b)

2 – Redressement du courant alternatif

2.1 – Redressement simple alternance

La diode, présentant une résistance pratiquement infinie lorsqu'elle est polarisée en inverse, peut être utilisée pour obtenir un courant unidirectionnel à partir d'un courant alternatif tel que le courant sinusoï dal.

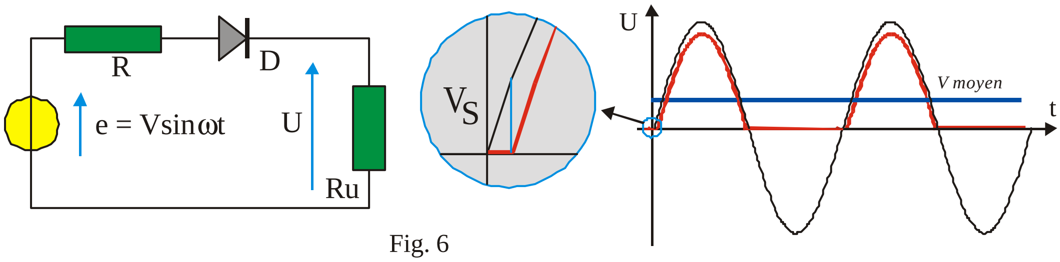


Fig. 6

Dans le circuit de la figure 6, la diode est passante quand le potentiel de son anode est supérieur de 0,6 V à celui de sa cathode. Si on néglige les effets dus à la tension de seuil, la charge Ru est traversée par du courant uniquement pendant les alternances positives.

On pose : $R_T = R_{diode} + R_{géné}$

$$e = V.\sin\omega t = R_T.I + U$$

Or : $e = (R_T + R_U).I$

Si $e > 0$ $\quad R_{diode} \approx 0$ $\quad$ donc $U = e.R_U/(R_U + R_T)$

Si $e < 0$ $\quad R_{diode} \approx \infty$ $\quad$ donc $U = 0$

Pour une tension sinusoï dale dont une seule alternance est redressée, la valeur moyenne de la tension est égale à :

$$\langle U \rangle = \frac{1}{T}\int_0^{T/2} V.\sin\omega t.dt = -\frac{V}{T\omega}\Big[\cos\omega t\Big]_0^{T/2} = \frac{2V}{T\frac{2\pi}{T}} = \frac{V}{\pi}$$

2.2 – Redressement double alternance

❒ – Avec 2 diodes

Pour procéder au redressement des deux alternances, il faut utiliser un transformateur ayant deux enroulements secondaires identiques reliés en série et qui délivre deux tensions opposées : $e_1 = V.\sin\omega t$ et $e_2 = -e_1$. Le point commun aux deux enroulements sert de référence de potentiel.

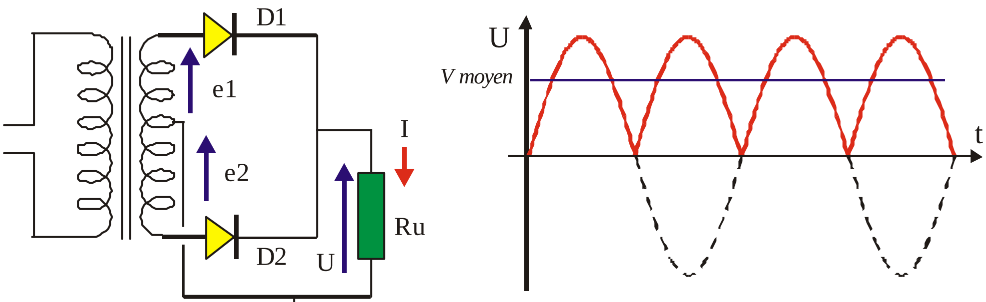


Fig. 7

Si $e_1 > 0$ alors $e_2 < 0$: la diode D_1 conduit et la diode D_2 est bloquée. Lors de la demi-alternance suivante, la situation est inversée. Le courant dans la charge Ru est unidirectionnel. Dans ce montage, la tension inverse maximum supportée par chaque diode est 2V. (la tension inverse supportée par la diode bloquée est $e_1 + e_2$)

En régime sinusoï dal on a : $\langle U \rangle = \dfrac{2V}{\pi} = 2\dfrac{\sqrt{2}}{\pi} V_{Eff}$

Cliquez ici pour voir une animation du fonctionnement du circuit.

❒ – Avec 4 diodes

La méthode précédente ne nécessite que deux diodes mais impose l'utilisation d'un transformateur spécial à point milieu. L'utilisation de 4 diodes permet l'emploi d'un transformateur conventionnel. Ce montage constitue le pont de Graëtz. Il est commercialisé sous la forme d'un dispositif compact muni de 4 bornes. Pendant chaque alternance 2 diodes sont conductrices : la chute de tension dans le pont vaut 2 fois la tension seuil.

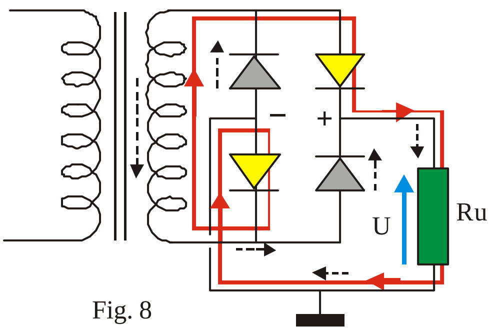


Fig. 8

Mais dans ce cas, chaque diode n'est soumise en inverse qu'à la tension V.

Il n'est pas indispensable d'utiliser un transformateur mais alors il n'y a plus d'isolation galvanique entre le secteur et le reste du montage.

Sur la figure, le trait en grisé indique le parcours du courant pendant les alternances positives.

Les flèches en pointillés correspondent aux alternances négatives.

Cliquez ici pour voir une animation du fonctionnement du circuit.

2.3 – Filtrage

La tension obtenue après redressement est unidirectionnelle mais elle n'est pas continue. Le signal obtenu est périodique ; il contient une composante continue (la valeur moyenne du signal) et des harmoniques que l'on désire annuler : on fait suivre la cellule de redressement par un filtre qui supprime les hautes fréquences.

Le filtrage le plus simple fait appel à un seul condensateur placé en parallèle sur la charge et qui se comporte comme un *réservoir* d'énergie.

Période de charge du condensateur :

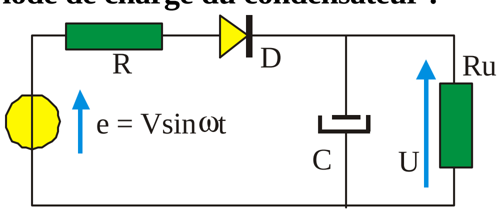


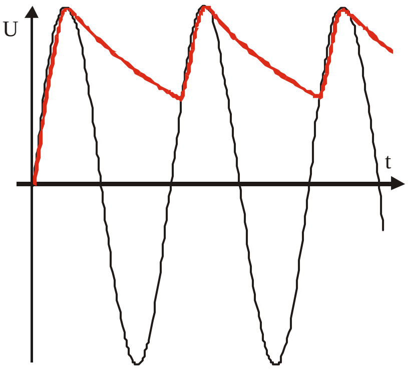
fig 9

Dès que $V_A > V_K$ la diode est passante : le condensateur se charge rapidement car la résistance de la diode est très inférieure à celle de la charge. On peut définir la constante de temps de charge $\tau_c = C.R_{diode}$. La tension crête atteinte aux bornes du condensateur est égale à $V - V_{AK}$: on admet que la

résistance de la charge est assez grande pour pouvoir négliger le courant de décharge dans R_U devant le courant de charge.

Cliquez ici pour voir une animation du fonctionnement du circuit.

Décharge du condensateur :



Dès que $V_A < V_K$, le générateur est isolé de la charge par la diode qui est bloquée. Le condensateur se décharge dans R_U avec une constante de temps $R_U.C$.

La qualité du filtrage est d'autant meilleure que le courant de décharge est faible : il faut utiliser des condensateurs de capacité élevée pour obtenir une constante de temps de décharge aussi élevée que possible.

Cliquez ici pour étudier une simulation de ce circuit.

Ondulation résiduelle :

Le calcul rigoureux de l'amplitude des variations de la tension de sortie est souvent impossible. Puisque I(t) = C.dV(t)/dt, on a, en supposant I(t) constant :

$$dV = (I / C).dt$$

Comme valeur de dt, on peut prendre la période du phénomène. Cette estimation est pessimiste car la charge du condensateur débute avant la fin de la période. *L'ordre de grandeur* de la tension d'ondulation est donc $V_{Ond} = \frac{I}{C.f}$ pour un redressement simple alternance d'une tension de fréquence f. L'ondulation est nulle si la charge est infinie car le condensateur reste alors chargé à la tension crête. Il est possible d'améliorer le « lissage » de la tension de sortie en utilisant un redressement double alternance et en utilisant un filtre plus complexe (cellules en PI, en T, en L comportant également des résistances ou des inductances) ou en faisant suivre les cellules de redressement et de filtrage par une cellule active nommée « régulateur de tension ».

2.4 – Doubleurs de tension

Il existe différents dispositifs utilisant des diodes et qui permettent d'obtenir une tension redressée d'amplitude supérieure à la valeur maximum de la tension d'alimentation sinusoï dale. Comme exemple, décrivons le doubleur Latour.

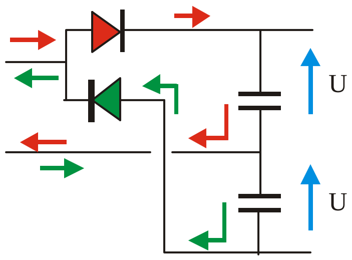


Fig. 10

Le condensateur supérieur se charge pendant les alternances positives et le condensateur inférieur pendant les alternances négatives. En sortie, la tension est de l'ordre de deux fois la tension d'alimentation. En prenant, comme potentiel de référence, le point commun aux deux condensateurs, on dispose d'une alimentation symétrique ± U

3 – Autres applications des diodes

La liste suivante qui n'est pas limitative donne un aperçu des nombreuses applications des diodes dans les montages électroniques.

❒ **Détection** (Fig. 11a)

La diode transmet en sortie les tensions positives supérieures à sa tension de seuil. A cause de cet effet de seuil, les diodes sont rarement utilisées seules dans les circuits détecteurs. On peut ajouter au signal étudié une composante continue qui placera la zone de travail de la diode au-delà du seuil.

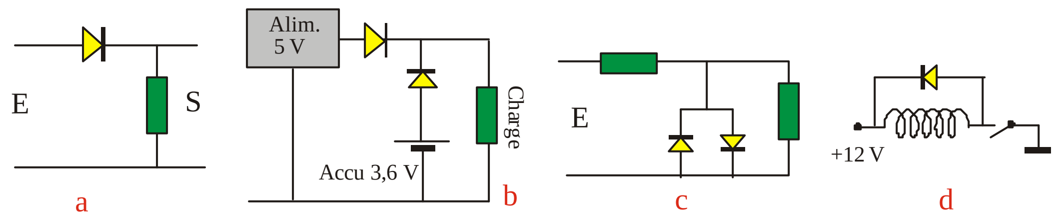


Fig. 11

❒ **Porte logique** (Fig. 11b)

En cas de coupure de l'alimentation principale, un accumulateur de sauvegarde prend automatiquement le relais et alimente la charge.

❒ **Ecrêteur** (Fig. 11c)

La charge du montage figure le circuit d'entrée d'un amplificateur dont la tension d'entrée doit impérativement rester inférieure à 1 V. Tant que la tension d'entrée reste inférieure à la tension de seuil, les diodes présentent une impédance infinie. Si la tension de seuil est dépassée une des deux diodes entre en conduction et protège ainsi des surcharges l'entrée de l'amplificateur.

❒ **Protection de contact** (Fig. 11d)

L'ouverture d'un circuit inductif pose le problème du courant de rupture qui dégrade les contacts à cause de la création d'un arc entre ceux-ci. La diode montée en parallèle sur la bobine permet la dissipation de l'énergie emmagasinée dans celle-ci et protège ainsi les contacts.

4 – Diodes spéciales

4.1 – Diodes à faible capacité

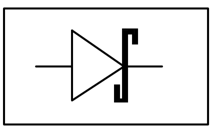
La jonction P-N polarisée en inverse se comporte comme une capacité. Cette capacité parasite de la diode perturbe son fonctionnement en haute fréquence. Pour réduire la capacité on diminue la surface de la jonction (diodes à pointe d'or ou à microjonction). La capacité ainsi obtenue est une fraction de picofarad.

4.2 – Diodes de commutation

Pour une diode polarisée, il y a concentration des porteurs minoritaires de part et d'autre de la jonction. Les concentrations sont différentes pour une polarisation en direct ou en inverse. Lors d'une transition, les porteurs en excès doivent retraverser la jonction (temps de déstockage). Puis le passage d'un état à l'autre nécessite le temps que les nouveaux minoritaires mettent à diffuser à travers la jonction (temps de transition). La durée totale de l'inversion (temps de recouvrement t_R) peut atteindre 1 µs pour les diodes de puissance. Pour les diodes de commutation rapide ($t_R \approx 1$ ns), on utilise de l'or comme dopant afin de diminuer la durée des temps de recombinaison des porteurs de charges.

4.3 – Diodes Schottky

Les fils de connexion avec la jonction de la diode doivent former des liaisons non directionnelles (ohmiques). Ceci est réalisé en créant une zone très dopée (N^+ ou P^+) au voisinage du conducteur métallique. Dans les diodes Schottky, la jonction P-N est remplacée par la **jonction d'un métal avec un semi-conducteur peu dopé** (de type N car les porteurs sont plus mobiles). Si le métal (anode) est positif par rapport à la zone N (cathode) la jonction est conductrice. Cette diode qui ne fait intervenir qu'un seul type de porteurs, présente une capacité beaucoup plus faible que les diodes classiques. Ces diodes ont une faible tension de seuil (≈ 0,25V) et elles ont des temps de recouvrement très brefs (il



n'y a pas de minoritaires dans un métal). On peut donner à la jonction une surface importante ce qui autorise le passage de courants intenses.

4.4 – Diodes varicaps

La zone vide de porteurs d'une jonction polarisée en **inverse** voit son épaisseur augmenter si on augmente la tension inverse. Cette zone joue le rôle du diélectrique d'un condensateur. Si l'épaisseur de cette zone augmente la capacité diminue car C= ε.S/e. On obtient un condensateur dont la capacité est fonction de la tension inverse appliquée selon une loi du type : $C = C_0 + \frac{C_1}{\sqrt{1+2V_{inv}}}$

Si on insère une telle diode dans un circuit oscillant, on peut régler la fréquence de résonance du circuit en agissant sur la tension de commande de la diode au lieu d'agir mécaniquement sur un condensateur variable.

4.5 – Diodes Zener

❒ – Caractéristiques

Si l'épaisseur de la jonction est faible et si le taux de dopage est important, on obtient des diodes qui présentent un courant inverse intense au-delà d'une valeur V_Z de la tension inverse qui est la tension de coude ou de Zener.

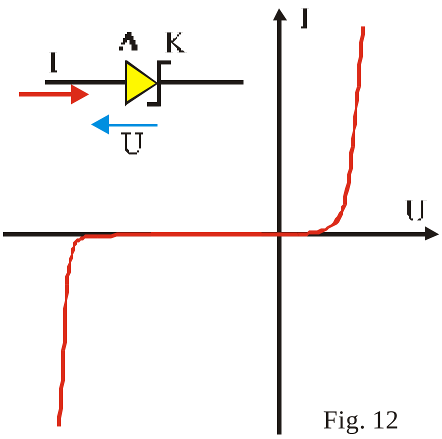


Fig. 12

Le claquage inverse de la jonction résulte soit d'un claquage par avalanche par ionisations dans la zone de déplétion par les porteurs, soit d'un claquage par effet Zener qui correspond au passage des électrons de la bande de valence à la bande de conduction sous l'effet du champ électrique.

Si la construction de la diode permet la dissipation de la puissance dégagée, le claquage est réversible. On obtient alors une diode Zener. Sa caractéristique directe est identique à celle d'une diode classique.

Pour les diodes Zener avec $V_Z \approx 6$ V, la résistance dynamique est voisine de quelques ohms et le coude très brutal. (claquage par avalanche). Pour $V_Z < 6$ V le coude est arrondi car il y a claquage par effet Zener. Si V_Z est très supérieur à 6 V la résistance dynamique augmente. Selon le courant débité, la tension aux bornes de la diode sera d'autant plus stable que la résistance dynamique de celle-ci sera faible. Les **diodes tunnels** sont des diodes Zener dont le dopage est si grand que la tension inverse est nulle. Leur caractéristique présentant une zone de pente négative ces diodes sont utilisées dans des circuits oscillateurs.

❒ – Stabilisation de tension

Il est possible de réaliser un stabilisateur de tension en utilisant une diode Zener. On suppose que le courant inverse I_Z dans la diode est tel que le point de fonctionnement est situé dans la partie linéaire de la caractéristique. Il est alors possible de modéliser la diode par l'association d'une source de tension V_Z en série avec une résistance R_Z (résistance dynamique inverse de la diode).

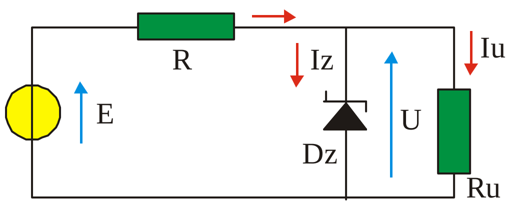


Fig. 13

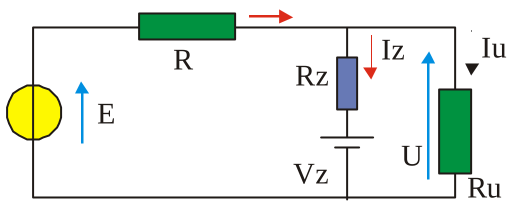


Fig. 14

Remplaçons le générateur (tension E et résistance R) et la résistance de charge par leur équivalent Thévenin : $E_T = E\dfrac{Ru}{R + Ru}$; $R_T = \dfrac{R.Ru}{R + Ru}$.

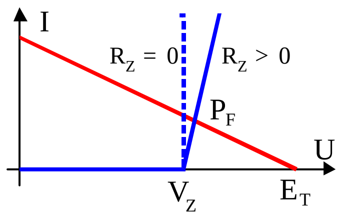


Fig 15

Le point de fonctionnement de la diode est obtenu en cherchant l'intersection de sa caractéristique $U = V_Z + R_Z.I_Z$ avec la droite de charge d'équation $U = E_T - R_T.I_Z$.
On retrouve graphiquement le fait que le système ne fonctionne que si $E_T > V_Z$.

Cliquez ici pour étudier ce circuit.

Rz = 0. Si la charge varie, (stabilisation amont) les courants dans la charge et dans la diode varient mais U reste constant car la pente de la droite de charge varie. De même si la tension du générateur varie (stabilisation aval) U reste également constant car la droite de charge se déplace parallèlement à elle-même.

Rz ¹ 0. U varie avec les paramètres extérieurs. Pour la stabilisation aval (variation ΔE = e de E), on peut déterminer u= ΔU en recherchant les intersections de la caractéristique avec les droites de charge qui correspondent aux valeurs extrêmes de E. Il est plus efficace d'étudier le schéma équivalent au montage en régime de petits signaux. Le générateur est remplacé par un générateur de f.e.m. ΔE = e, la diode par sa résistance R_Z puisque V_Z est constant.

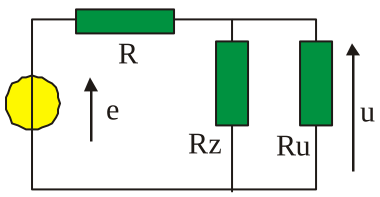


Fig 16

$u = \Delta U = r.i$
avec $r = Ru.R_Z /(Ru + R_Z)$ et $i = e/(R + r)$
Comme R_Z est petit, $r \approx R_Z$. On en déduit :
$u = e.R_Z /(R + R_Z)$
La stabilisation est d'autant meilleure que R_Z est petite.

REMARQUES :

La puissance ($P_Z = U_Z.I_Z$) dissipée dans la diode doit toujours rester inférieure à la puissance maximale autorisée. V_Z varie avec la température et pour certaines applications, il est nécessaire d'en tenir compte.
Il est possible d'obtenir une stabilisation beaucoup plus efficace en utilisant des montages à transistors ou des régulateurs tripodes intégrés.

Retour au menu